

明 細 書

電動機の磁極位置推定装置および制御装置

<技術分野>

本発明は、ゼロ速度を含む極低速から磁極位置を精度良く推定し、その推定された磁極位置に基づいてトルク、速度、位置を制御する電動機の制御装置に関するものである。

<背景技術>

従来の磁極推定方法としては、電学論D、108巻12号、1988「パラメータ同定機能をもつブラシレスDCモータの適応電流制御法」に報告されているような電動機速度に比例する誘起電圧を電動機入力電圧と電流より演算し、速度を推定する方法が広く用いられている。また、平成8年電気学会産業応用部門全国大会No. 170「センサレス方式による突極形同期モータのゼロ速トルク制御」があり、この手法は電圧指令値に交流信号を重畳し、推定電流をFFT解析して電動機回転速度と磁極位置を推定する手法である。しかしながら、モータの誘起電圧に基づき回転子速度・位置とを推定する方法では高速域においては十分な精度で動くが、誘起電圧情報の少ない極低速においては正確な推定ができなかった。

そこで、駆動周波数に関係しないセンシングのための交流信号をモータに注入し、電圧電流の関係からロータ位置を推定する方法がいくつか提案されている。しかし、センシング信号を注入するためには特別な信号発生器が必要であり、制御が複雑になるといった問題がある。それらと異なる方法としては、電学論D、118巻5号、1998「突極性に基づく位置推定法を用いた位置センサレスIPMモータ駆動システム」と電学論D、120巻2号、2000「Carrier Frequency Component Method for Position Sensorless Control of IPM Moto

r in Lower Speed Range」に報告されているような特別なセンシング信号を注入せずにインバータ出力高周波あるいはキャリア周波数成分の電流を用いて磁極位置を推定する方法が報告されている。前者はPWMインバータの出力電圧高周波が発生する高周波電流からインダクタンスを演算し、そのインダクタンスに基づいて位置を推定することを特徴としている。

後者は、PWMインバータのキャリア信号をUVWの三相におけるそれぞれの二相間で120度の位相差を持たせることによって、駆動周波数以外のキャリア周波数成分電圧と電流を発生させ、キャリア周期中の電圧は一定という仮定に基づき、キャリア周波数成分電流のみを用いて位置を推定することを特徴としていた。

IECON' 01(Proc. of the 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society pp. 1435-1440)「Novel Rotor Position Extraction based on Carrier Frequency Component Method (CFM) using Two Reference-frames for IPM drives」、同一出願人による先行出願である特許文献1では、後者の実用化をより容易にするためにキャリア周期内での複数の電流推定のタイミングと位置演算の同期が複雑という問題を、次のように4つの軸に変換された高周波電流を夫々の軸で移動平均値を用いる方法により解決した。

[特許文献1]

特願2001-238060号の公開公報

具体的には、図6は従来の磁極位置検出装置のブロック図であり、この磁極位置検出器62により、バンドパスフィルタから出力される3相高周波電流を座標変換器64により α 軸、 β 軸、 α' 軸、 β' 軸に変換する。変換した4つの出力それぞれのピーク値を絶対値演算器65、ローパスフィルタ66により平均化して、各軸のインダクタンスとの比例関係から、磁極位置演算器67により $\tan(2\Delta\theta)$ を演算して $\Delta\theta$ を求め、磁極位置を計算するものである。

<発明の開示>

しかしながら、上記従来技術では、インバータ出力高周波、あるいはキャリア周波数成分の高周波電流を利用して磁極位置を推定する方法は、高周波電圧によって流れる高周波電流が、インバータ出力の基本波成分の電圧に対して外乱となるが、キャリア周波数が電動機の回転速度に対して十分に大きいので、トルク外乱とはならないという特長がある。また、磁極位置推定において電流帰還値にローパスフィルタの付加などの制約がなく、制御システムとしての高応答化も可能である。と言った利点があるが、しかしながら、実用化の観点から考えると高周波電流の大きさは電動機のパラメータに依存して決まるため、その影響は電動機によって一様ではないのが汎用システムへの適用を難しくしているという問題があった。

そこで、本発明は、PWM出力において相間で任意の位相差を持つ3相キャリアを単相キャリアに切替え、その磁極推定の実行時間を調整することによって高周波電流の振幅調整を可能にし、汎用システムへの適用を可能とした電動機の磁極位置推定装置および制御装置を提供することを目的としている。

上記目的を達成するため、請求項1記載の磁極位置推定装置の発明は、電動機を電圧形PWMインバータで駆動し、電動機のトルク、あるいはトルクおよび速度、あるいはトルク、速度、位置を制御する制御装置の磁極位置推定装置において、PWMキャリア信号をUVWの三相においてUV、VW、WUのようなそれぞれの二相間で任意の位相差を持たせる手段1とUVWの三相においてUV、VW、WUのようなそれぞれの二相間で位相差をゼロとする手段2とを切り替える手段と、それによって発生するキャリア信号と同じ周波数帯の高周波電流を推定電流から抽出する手段と、前記抽出された高周波電流を用いて磁極位置を推定する手段を備えたことを特徴としている。

また、請求項2記載の発明は、請求項1記載の電動機の磁極位置推定装置において、前記抽出された高周波電流を用いて磁極位置を推定する手段が、電動機の三相における夫々の相電流から前記高周波電流を抽出する手段と、三相固定子巻

線UVWのうちの一相を α 軸とし、それに90度直交する軸を β 軸とする二相の静止座標系において前記高周波電流を二相の電流に変換する手段と、同様に前記二相の静止座標系から45度位相を移動した座標系、すなわち、 α 軸から45度移動した軸を α' 軸にそれに90度直交する軸を β' 軸とする二相の静止座標系において前記高周波電流を二相の電流に変換する手段と前記4つの軸における高周波電流をキャリア周波数で平均することで夫々の最大値を演算する手段と前記演算された4つの軸における前記最大値に基づいて磁極位置を推定することを特徴としている。

また、請求項3記載の発明は、請求項1記載の電動機の磁極位置推定装置において、前記抽出された高周波電流を用いて磁極位置を推定する手段が、電動機の三相における夫々の相電流から前記高周波電流を抽出する手段と、三相固定子巻線UVWのうちの一相を α 軸とし、それに90度直交する軸を β 軸とする二相の静止座標系において前記高周波電流を二相の電流に変換する手段と、前記二相の電流から磁極位置推定値を用いて磁極位置と同方向である γ 軸とそれに90度直交する軸を δ 軸とする二相の回転座標系に変換する手段と、同様に前記二相の回転座標系から45度位相を移動した座標系、すなわち、 γ 軸から45度移動した軸を γ' 軸、それに90度直交する軸を δ' 軸とする二相の回転座標系において前記高周波電流を二相の電流に変換する手段と前記4つの軸における高周波電流をキャリア周波数で平均することで夫々の最大値を演算する手段と、前記演算された4つの軸における前記最大値に基づいて磁極位置を推定することを特徴としている。

また、請求項4記載の発明は、請求項1記載の電動機の磁極位置推定装置において、推定する電流が1キャリア周期内に少なくとも2つ以上推定することを特徴としている。

また、請求項5記載の発明は、請求項1記載の電動機の磁極位置推定装置において、前記任意の位相差を120度とすることを特徴としている。

また、請求項6記載の発明は、請求項1記載の磁極位置推定装置において、PWMキャリア信号をUVWの三相においてUV、VW、WUのようなそれぞれの

二相間で任意の位相差を持たせる手段 1 と U V W の三相において U V、V W、W U のようなそれぞれの二相間で位相差をゼロとする手段 2 とを切り替える手段における手段 1 と手段 2 の実行時間が、発生する高周波電流の振幅を調整し、電力損失を低減することを目的として設定されることを特徴としている。

また、請求項 7 記載の発明は、請求項 1 記載の電動機の磁極位置推定装置において、PWM キャリア信号を U V W の三相において U V、V W、W U のようなそれぞれの二相間で任意の位相差を持たせる手段 1 と U V W の三相において U V、V W、W U のようなそれぞれの二相間で位相差をゼロとする手段 2 とを切り替える手段において、手段 1 と手段 2 の実行時間を負荷の状態により調整する手段を備えたことを特徴としている。

また、請求項 8 記載の発明は、請求項 2 記載の電動機の磁極位置推定装置において、前記抽出された高周波電流を用いて磁極位置を推定する手段が、前記 PWM キャリア信号を U V W の三相において U V、V W、W U のようなそれぞれの二相間で任意の位相差を持たせる手段 1 の実行時間中に実施し、U V W の三相において U V、V W、W U のようなそれぞれの二相間で位相差をゼロとする手段 2 の実行時間中に停止して、前記手段 1 で推定された磁極位置を使用することを特徴としている。

また、請求項 9 記載の発明は、請求項 2 記載の電動機の磁極位置推定装置において、前記抽出された高周波電流を用いて磁極位置を推定する手段が、前記 PWM キャリア信号を U V W の三相において U V、V W、W U のようなそれぞれの二相間で任意の位相差を持たせる手段 1 と、U V W の三相において U V、V W、W U のようなそれぞれの二相間で位相差をゼロとする手段 2 の実行時間に関係なく常に実施し前記 4 つの軸における高周波電流はキャリア周波数で移動平均して夫々の最大値を演算する手段と前記演算された 4 つの軸における前記最大値に基づいて磁極位置を推定することを特徴としている。

また、請求項 10 記載の発明は、請求項 2 記載の電動機の磁極位置推定装置において、 α' 軸と β' 軸の高周波電流は α 軸と β 軸の高周波電流より演算されることを特徴としている。

また、請求項 1 1 記載の発明は、請求項 3 記載の電動機の磁極位置推定装置において、前記抽出された高周波電流を用いて磁極位置を推定する手段が、前記 PWM キャリア信号を UVW の三相において UV、VW、WU のようなそれぞれの二相間で任意の位相差を持たせる手段 1 の実行時間中に実施し、UVW の三相において UV、VW、WU のようなそれぞれの二相間で位相差をゼロとする手段 2 の実行時間中に停止して、前記手段 1 で推定された磁極位置を使用することを特徴としている。

また、請求項 1 2 記載の発明は、請求項 3 記載の電動機の磁極位置推定装置において、前記抽出された高周波電流を用いて磁極位置を推定する手段が、前記 PWM キャリア信号を UVW の三相において UV、VW、WU のようなそれぞれの二相間で任意の位相差を持たせる手段 1 と、UVW の三相において UV、VW、WU のようなそれぞれの二相間で位相差をゼロとする手段 2 の実行時間に関係なく常に実施し前記 4 つの軸における高周波電流はキャリア周波数で移動平均して夫々の最大値を演算する手段と前記演算された 4 つの軸における前記最大値に基づいて磁極位置を推定することを特徴としている。

また、請求項 1 3 記載の発明は、請求項 3 記載の電動機の磁極位置推定装置において、 γ' 軸と δ' 軸の高周波電流が γ 軸と δ 軸の高周波電流より演算されることを特徴としている。

また、請求項 1 4 記載の発明は、請求項 1 記載の磁極位置推定装置により推定された磁極位置を用いて推定電流を磁極方向分とトルク分に分離し、それぞれを帰還して前記磁極方向分とトルク分の電流指令値と差分をとり、前記差分値がゼロとなるように電流制御を実施することを特徴としている。

また、請求項 1 5 記載の発明は、請求項 1 記載の磁極位置推定装置により推定された磁極位置を用いて速度を推定することを特徴としている。

また、請求項 1 6 記載の発明は、請求項 1 5 記載の速度推定装置に基づいて推定された速度を帰還して速度指令値と差分をとり、前記差分値がゼロとなるように速度制御を実施することを特徴としている。

また、請求項 1 7 記載の発明は、請求項 1 記載の磁極位置推定装置により推定

された磁極位置に基づいて得られる回転子位置推定値を帰還して回転子位置指令値と差分をとり、前記差分値がゼロとなるように位置制御を実施することを特徴としている。

また、請求項 1 8 記載の発明は、請求項 1 記載の電動機の磁極位置推定装置および請求項 1 4 記載の電流制御装置を備えたことを特徴としている。

また、請求項 1 9 の発明は、請求項 1 記載の電動機の磁極位置推定装置、請求項 1 4 記載の電流制御装置、請求項 1 5 記載の速度推定装置および請求項 1 6 記載の速度制御装置を備えたことを特徴としている。

また、請求項 2 0 記載の発明は、請求項 1 記載の電動機の磁極位置推定装置、請求項 1 4 記載の電流制御装置、請求項 1 5 記載の速度推定装置、請求項 1 6 記載の速度制御装置および請求項 1 7 記載の位置制御装置を備えたことを特徴としている。

<図面の簡単な説明>

図 1 は、本発明の電動機の磁極位置推定装置を含むセンサレス速度制御装置のブロック図である。

図 2 は、図 1 に示す永久磁石内蔵の同期電動機モデルである。

図 3 は、図 1 に示す磁極位置推定装置の実行時間調整を説明するための波形図である。

図 4 は、図 1 に示す PWM 信号発生装置のブロック図である。

図 5 は、図 1 に示す磁極位置、速度推定装置のブロック図である。

図 6 は、従来の磁極位置検出装置のブロック図である。

なお、図中の符号は以下のとおりである。

- 1-1 電動機、
- 1-2 電圧型インバータ、
- 1-3 PWM 信号発生装置、
- 1-4 磁極位置、速度推定装置、
- 1-5、1-6 二相三相変換器、

- 1-7 電流制御器、速度制御器、
- 1-8 電流検出器、
- 1-3-1 キャリア信号発生器、
- 1-3-2 フェーズシフタ、
- 1-3-3 タイマー、
- 1-3-4 切替えスイッチ、
- 1-4-1 バンドパスフィルタ、
- 1-4-2 電流座標変換器、
- 1-4-3 平均値演算器、
- 1-4-4、1-4-6 ローパスフィルタ、
- 1-4-5 微分器。

<発明を実施するための最良の形態>

以下、本発明の実施の形態について、図面を参照し説明する。

図1は本発明の実施の形態に係る電動機の磁極位置推定装置を含むセンサレス速度制御装置のブロック図である。

図2は図1に示す永久磁石内蔵の同期電動機モデルである。

図3は図1に示す磁極位置推定装置の実行時間調整を説明するための波形図である。

図4は図1に示すPWM信号発生装置のブロック図である。

図5は図1に示す磁極位置、速度推定装置のブロック図である。

図1において、1-1は永久磁石内蔵の電動機、1-2は電圧型インバータ、1-3はPWM信号発生装置、1-4は磁極位置、速度推定装置、1-5と1-6は二相三相変換器、1-7は電流制御器と速度制御器、1-8は電流検出器を示している。

1-7の電流制御器と速度制御器は、従来の制御方法、例えば、比例積分（P I）あるいは比例積分微分（P I D）制御で構成している。磁極位置、速度推定装置1-4では、電流検出器1-8から検出された電流をA/D変換器により離

散化し入力される。その磁極位置推定装置 1 - 4 の出力は磁極位置、速度推定値として、夫々の制御に使用される。

PWM信号発生装置 1 - 3 には、三角波比較PWM制御を用いている。三相の正弦波電圧指令値と任意の周波数を持つ三角波のキャリア信号（搬送波）とを図 4 の 1 - 3 - 5 で比較し、電圧指令が搬送波より大きければ、PWMインバータの正側トランジスタをオン、負側トランジスタをオフに、電圧指令が搬送波より小さければ、PWMインバータの正側トランジスタをオフ、負側トランジスタをオンにする信号を発生する。通常の三角波変調では、搬送波の振幅と位相、そして周波数はすべての相において一定である。

しかし、キャリア周波数成分を用いるセンサレス制御において、従来の発明では搬送波をUVWの三相においてUV、VW、WUのようなそれぞれの二相間で任意の位相差（実施例では120度を設定）を持たせ、本発明では搬送波をUVWの三相においてUV、VW、WUのようなそれぞれの二相間で任意の位相差を持たせる手段1とUVWの三相においてUV、VW、WUのようなそれぞれの二相間で位相差をゼロとする手段2とを切り替える手段を用いている。この詳細については、図3と4にて説明する。

図2は永久磁石内蔵の同期電動機モデルである。電動機の三相においてU相を α 軸とし、それに90度直交する軸を β 軸とする二相の静止座標系とし、 α 軸から45度移動した軸を α' 軸、それに90度直交する軸を β' 軸とする二相の静止座標系と定義する。磁極位置は、これら4つの軸における高周波電流はキャリア周波数で移動平均して夫々の最大値を演算して得られる最大値に基づいて推定することができる。

図3は搬送波をUVWの三相においてUV、VW、WUのようなそれぞれの二相間で任意の位相差を持たせる手段1（T1区間）とUVWの三相においてUV、VW、WUのようなそれぞれの二相間で位相差をゼロとする手段2（T2区間）とを切り替える手段を説明するものである。Tcは搬送波周期、Tは切り替え周期を示している。

まず、T1区間での磁極位置推定を説明する。

図4は電圧型インバータへの出力指令信号を発生するPWM信号発生装置1-3を説明するための図であるが、キャリア信号発生器1-3-1から出力される信号をUVWの三相においてUV、VW、WUのようなそれぞれの二相間で任意の位相差をフェーズシフタ1-3-2で与える。T1区間では、切り替えスイッチ1-3-4は、T1側をオンT2側をオフとする。T1あるいはT2はタイマー1-3-3でカウントされる。実施例として、T1区間での任意の位相差を120度とすると、搬送波は図3の t_{r0} 、 t_{r120} 、 t_{r240} のようになり、インバータ出力端子間に含まれる高周波電圧成分は、数式1のように表すことができる。

$$\begin{bmatrix} u_{cfcu} \\ u_{cfcv} \\ u_{cfcw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{2E}{\pi} \cos\left(\frac{\pi u_{ref}}{2E}\right) \sin(\omega_h t) \\ -\frac{2E}{\pi} \cos\left(\frac{\pi v_{ref}}{2E}\right) \sin(\omega_h t - 120^\circ) \\ -\frac{2E}{\pi} \cos\left(\frac{\pi w_{ref}}{2E}\right) \sin(\omega_h t + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (1)$$

ここで、Eはdcリンク電圧、 u_{cfcu} 、 u_{cfcv} 、 u_{cfcw} は、それぞれU相、V相、W相の高周波電圧、 u_{ref} 、 v_{ref} 、 w_{ref} は相電圧指令値、 ω_h はキャリア角周波数を示している。

一方、高周波電圧と高周波電流の関係は、(2)式で表される。

$$\begin{bmatrix} u_{cfcu} \\ u_{cfcv} \\ u_{cfcw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{uu} & L_{uv} & L_{vw} \\ L_{vu} & L_{vv} & L_{vw} \\ L_{wu} & L_{wv} & L_{ww} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cfcu} \\ i_{cfcv} \\ i_{cfcw} \end{bmatrix} \quad (2)$$

ここで、 i_{cfu} 、 i_{cfv} 、 i_{cfw} は、それぞれU相、V相、W相の高周波電流、 L はインダクタンスを示しており、 L_{uu} 、 L_{vv} 、 L_{ww} は、それぞれU相、V相、W相の自己インダクタンス、その他は相間のインダクタンスを示している。

実施例における回転子に永久磁石を内蔵する電動機では、磁気突極を有するので、インダクタンスは(3)式のように磁極位置 θ の情報を含んでいる。

$$\begin{aligned}
 L_{uv} &= -L_{go}/2 - L_{g2} \cos(2\theta - 120^\circ) \\
 L_{vw} &= -L_{go}/2 - L_{g2} \cos(2\theta) \\
 L_{uw} &= -L_{go}/2 - L_{g2} \cos(2\theta + 120^\circ) \\
 L_{uu} &= L_s + L_{go} - L_{g2} \cos(2\theta) \\
 L_{vv} &= L_s + L_{go} - L_{g2} \cos(2\theta + 120^\circ) \\
 L_{ww} &= L_s + L_{go} - L_{g2} \cos(2\theta - 120^\circ)
 \end{aligned} \tag{3}$$

ここで、 L_{go} はエアギャップ磁束における励磁インダクタンス、 L_s は固定子漏れインダクタンス、 L_{g2} は大きさが角度に依存するインダクタンスを示している。

(2) 式を固定子基準の静止座標系に変換すると、

$$\begin{bmatrix} u_{cf\alpha} \\ u_{cf\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sum} + L_{diff} \cos(2\theta) & L_{diff} \sin(2\theta) \\ L_{diff} \sin(2\theta) & L_{sum} - L_{diff} \cos(2\theta) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cf\alpha} \\ i_{cf\beta} \end{bmatrix} \tag{4}$$

ここで、 $L_{sum} = L_s + 3L_{go}/2$ 、 $L_{diff} = 3L_{g2}/2$ である。

(4) 式から電流微分値を(5)式のように求め、両辺を積分すると(6)式になる。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cfc\alpha} \\ i_{cfc\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_{sum}^2 - L_{diff}^2} \begin{bmatrix} L_{sum} - L_{diff} \cos(2\theta) & -L_{diff} \sin(2\theta) \\ -L_{diff} \sin(2\theta) & L_{sum} + L_{diff} \cos(2\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{cfc\alpha} \\ u_{cfc\beta} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} i_{cfc\alpha} \\ i_{cfc\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_{sum}^2 - L_{diff}^2} \begin{bmatrix} L_{sum} - L_{diff} \cos(2\theta) & -L_{diff} \sin(2\theta) \\ -L_{diff} \sin(2\theta) & L_{sum} + L_{diff} \cos(2\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \int u_{cfc\alpha} dt \\ \int u_{cfc\beta} dt \end{bmatrix} \quad (6)$$

(6) 式より、磁極位置情報 $\sin(2\theta)$, $\cos(2\theta)$ を導くと、

$$\begin{bmatrix} \cos(2\theta) \\ \sin(2\theta) \end{bmatrix} = \frac{1}{L_{diff} \left(\left(\int u_{cfc\alpha} dt \right)^2 + \left(\int u_{cfc\beta} dt \right)^2 \right)} \begin{bmatrix} L_{sum} \left(\left(\int u_{cfc\alpha} dt \right)^2 - \left(\int u_{cfc\beta} dt \right)^2 \right) - (L_{sum}^2 - L_{diff}^2) \left(\int u_{cfc\alpha} dt - \int u_{cfc\beta} dt \right) \\ 2L_{sum} \int u_{cfc\alpha} dt \int u_{cfc\beta} dt - (L_{sum}^2 - L_{diff}^2) \left(\int u_{cfc\alpha} dt + \int u_{cfc\beta} dt \right) \end{bmatrix}$$

... (7)

となる。

ここで、低速域で電圧指令値の振幅が小さく、キャリア周期よりサンプリング周期が短い場合は、電圧積分値は(8)式のように固定値として扱うことができる。

$$\int u_{cfc\alpha} dt = u_{cfc\alpha} \Delta t, \quad \int u_{cfc\beta} dt = u_{cfc\beta} \Delta t \quad (8)$$

Δt : サンプリング時間

ここで、 u_{ah} がピーク電圧のときは $u_{\beta h} = 0$ となるので、この時点で (9) 式から $\cos(2\theta)$ を計算すると、

$$\cos(2\theta) = \frac{L_{sum}}{L_{diff}} - \frac{(L_{sum}^2 - L_{diff}^2)}{L_{diff}} \cdot \frac{i_{cfc\alpha}}{u_{cfc\alpha} \cdot \Delta t} \quad (9)$$

さらに、 $u_{\beta h}$ がピーク電圧のときは $u_{ah} = 0$ となるので、この時点で (9) 式から $\cos(2\theta)$ を計算すると、

$$\cos(2\theta) = -\frac{L_{sum}}{L_{diff}} + \frac{(L_{sum}^2 - L_{diff}^2)}{L_{diff}} \cdot \frac{i_{cfc\beta}}{u_{cfc\beta} \cdot \Delta t} \quad (10)$$

さらに、 $u_{ah} = 0$ の点から θ が 45 度進んだ点では、 $u_{ah} = u_{\beta h}$ となるので、この時点で (9) 式から $\sin(2\theta)$ を計算すると、

$$\sin(2\theta) = \frac{L_{sum}}{L_{diff}} - \frac{(L_{sum}^2 - L_{diff}^2)}{L_{diff}} \cdot \frac{i_{cfc\alpha} + i_{cfc\beta}}{(u_{cfc\alpha} + u_{cfc\beta}) \cdot \Delta t} \quad (11)$$

さらに、 $u_{ah} = 0$ の点から θ が 135 度進んだ点では、 $u_{ah} = -u_{\beta h}$ となるので、この

時点で (9) 式から $\sin(2\theta)$ を計算すると、

$$\sin(2\theta) = -\frac{L_{sum}}{L_{diff}} + \frac{(L_{sum}^2 - L_{diff}^2)}{L_{diff}} \cdot \frac{i_{cfc\alpha} - i_{cfc\beta}}{(u_{cfc\alpha} + u_{cfc\beta}) \cdot \Delta t} \quad (12)$$

となり、磁極の位置を検出することができる。

ここで、図 2 のように α 軸から θ が 45 度進んだ点を α' 軸、それに 90 度直交する軸を β' 軸とする二相の静止座標系を定義し、それぞれの軸における高周波電流と電圧成分を (13) 式のように定義する。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_{cfc\alpha}' \\ i_{cfc\beta}' \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos 45^\circ & \sin 45^\circ \\ -\sin 45^\circ & \cos 45^\circ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cfc\alpha} \\ i_{cfc\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} i_{cfc\alpha} + i_{cfc\beta} \\ -i_{cfc\alpha} + i_{cfc\beta} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} u_{cfc\alpha}' \\ u_{cfc\beta}' \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos 45^\circ & \sin 45^\circ \\ -\sin 45^\circ & \cos 45^\circ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{cfc\alpha} \\ u_{cfc\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} u_{cfc\alpha} + u_{cfc\beta} \\ -u_{cfc\alpha} + u_{cfc\beta} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (13)$$

ここで、(9) ～ (12) 式の状態における電流成分を夫々のピーク値

$$|i_{cfc\alpha}|_{peak}, |i_{cfc\beta}|_{peak}, |i_{cfc\alpha}'|_{peak}, |i_{cfc\beta}'|_{peak}$$

から力率角 $\Delta\phi$ 分だけずれると考えると、(14) 式のように定義すると

$$\begin{aligned} u_{cfc\alpha_peak} : |i_{cfc\alpha}| &= |i_{cfc\alpha}|_{peak} \cos(\Delta\phi) \\ u_{cfc\beta_peak} : |i_{cfc\beta}| &= |i_{cfc\beta}|_{peak} \cos(\Delta\phi) \\ u_{cfc\alpha'_peak} : |i_{cfc\alpha}'| &= |i_{cfc\alpha}'|_{peak} \cos(\Delta\phi) \\ u_{cfc\beta'_peak} : |i_{cfc\beta}'| &= |i_{cfc\beta}'|_{peak} \cos(\Delta\phi) \end{aligned} \quad (14)$$

このとき、夫々の軸における高周波電圧のピーク値は、

$$\left| u_{cfc\alpha} \right|_{peak} = \left| u_{cfc\beta} \right|_{peak} = \left| u_{cfc\alpha}' \right|_{peak} = \left| u_{cfc\beta}' \right|_{peak} \quad (15)$$

(9) ～ (12) 式に (14), (15) 式を代入して、 $\tan 2\theta$ を計算すると (16) 式のように与えられ、磁極位置は (17) 式で推定できる。

$$\tan 2\theta = \frac{\sin 2\theta}{\cos 2\theta} = \frac{\left| i_{cfc\beta}' \right|_{peak} - \left| i_{cfc\alpha}' \right|_{peak}}{\left| i_{cfc\beta} \right|_{peak} - \left| i_{cfc\alpha} \right|_{peak}} \quad (16)$$

$$\theta = \frac{1}{2} \tan^{-1} \left(\frac{\left| i_{cfc\beta}' \right|_{peak} - \left| i_{cfc\alpha}' \right|_{peak}}{\left| i_{cfc\beta} \right|_{peak} - \left| i_{cfc\alpha} \right|_{peak}} \right) \quad (17)$$

したがって、力率 $\cos(\Delta\phi)$ 、インダクタンスによる係数、オフセット値が消去され、サンプル時間内の電圧を固定値として扱えば、各インダクタンスは各座標に変換されたキャリア周波数成分電流のみで計算することができることになる。また、各演算はその時点の電流のピーク値で演算するため、高周波電流の瞬時値ではなく、キャリア周波数内で夫々の軸でサンプルされた電流値の絶対値を取って平均化することによってピーク値を抽出できるので正確な磁極位置が推定できることになる。

この実施例において、磁極位置推定は4つの軸の静止座標系における電流値から推定しているが、同様に請求項3に提示したような回転座標系 ($\gamma - \delta$, $\gamma' - \delta'$) においても本磁極推定方法を適用できることを明記しておく。

図5は、磁極位置、速度推定装置を説明するためのブロック図である。

バンドパスフィルタ（BPF）1-4-1は、発生するキャリア信号と同じ周波数帯の高周波電流を推定電流から抽出し、抽出された高周波電流を電流座標変換器1-4-2によって、三相固定子巻線UVWのうちの一相を α 軸とし、それに90度直交する軸を β 軸とする二相の静止座標系において二相の電流に変換し、同様に二相の静止座標系から45度位相を移動した座標系、すなわち、 α 軸から45度移動した軸を α' 軸、それに90度直交する軸を β' 軸とする二相の静止座標系に高周波電流を二相の電流に変換する。

この4つの軸における高周波電流を平均値演算器1-4-3で、キャリア周波数内で平均すると夫々の最大値を抽出できる。実施例では移動平均法を用いている。T1区間では、すくなくとも2つ以上の電流検出が必要であることが実験的に分かっている。ローパスフィルタ（LPF）1-4-4は抽出した電流最大値からさらに雑音成分を除去するものである。そして、最後に（17）式の演算を実施して磁極の位置を推定する。

磁極の位置が推定されるとその推定値から速度を推定できる。推定磁束位置を微分器1-4-5で微分し、ローパスフィルタ（LPF）1-4-6を通すことによって速度 ω を推定している。

つぎに、図3で示されるT2区間での磁極位置推定を説明する。

T2区間では、切り替えスイッチ1-3-4はT1側をオフT2側をオンとする。T1あるいはT2はタイマー1-3-3でカウントされる。T2区間での搬送波は図3のように単一となる。インバータ出力端子間に含まれる高周波電圧成分は、次の（18）式のように表すことができる。

$$\begin{bmatrix} u_{cfu} \\ u_{cfv} \\ u_{cfw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{2E}{\pi} \cos \left(\frac{\pi u_{ref}}{2E} \right) \sin (\omega_h t) \\ -\frac{2E}{\pi} \cos \left(\frac{\pi v_{ref}}{2E} \right) \sin (\omega_h t) \\ -\frac{2E}{\pi} \cos \left(\frac{\pi w_{ref}}{2E} \right) \sin (\omega_h t) \end{bmatrix} \quad (18)$$

T2区間では通常の三角波変調となり、三相の電圧指令値と単一の三角波を比較している。したがって、(18)式に示すように同位相の高周波電圧成分となっている。したがって、相間での電圧高周波電圧はキャンセルされるため、高周波電流は生じない。したがって、T2区間での磁極位置推定は不可能である。そこで、T2区間では、T1区間で推定された磁極位置を使用することになる。T2区間が長くなると理論上高周波電流による電力損失、磁気騒音は低減されることとなるが、磁束位置推定精度は悪化する。しかしながら、適用用途を考慮してT1とT2を設定することにより、従来調整不能であった高周波電流成分を平均的に調整することが可能となる。

本発明を詳細にまた特定の実施態様を参照して説明したが、本発明の精神と範囲を逸脱することなく様々な変更や修正を加えることができることは当業者にとって明らかである。

本出願は、2002年10月03日出願の日本特許出願（特願2002-291261）に基づくものであり、その内容はここに参照として取り込まれる。

<産業上の利用可能性>

以上説明したように、本発明によれば、PWMインバータのキャリア信号をUVWの三相における二相間で任意の位相差を持たせて、駆動周波数以外のキャリア周波数成分の電圧、電流を発生させ、キャリア周波数成分電流を用いて位置を推定する、従来の技術が高周波電流の振幅を調整できず、電力損失、騒音を大きくしていた問題をPWM出力において相間で任意の位相差をもつ三相キャリアを単相キャリアに切り替え、その実行時間を調整することによって、課題であった高周波電流の振幅の調整と、電力損失および磁気騒音を低減を可能にして、磁束位置推定精度を向上させるという効果がある。

請 求 の 範 囲

1. 電動機を電圧形PWMインバータで駆動し、電動機のトルク、あるいはトルクおよび速度、あるいはトルク、速度、位置を制御する制御装置の磁極位置推定装置において、

PWMキャリア信号をUVWの三相においてUV、VW、WUのようなそれぞれの二相間で任意の位相差を持たせる手段1とUVWの三相においてUV、VW、WUのようなそれぞれの二相間で位相差をゼロとする手段2とを切り替える手段と、

それによって発生するキャリア信号と同じ周波数帯の高周波電流を推定電流から抽出する手段と、

前記抽出された高周波電流を用いて磁極位置を推定する手段を備えたことを特徴とする電動機の磁極位置推定装置。

2. 前記磁極位置推定装置において、

前記抽出された高周波電流を用いて磁極位置を推定する手段は、

電動機の三相における夫々の相電流から前記高周波電流を抽出する手段と、三相固定子巻線UVWのうちの一相を α 軸とし、それに90度直交する軸を β 軸とする二相の静止座標系において前記高周波電流を二相の電流に変換する手段と、同様に前記二相の静止座標系から45度位相を移動した座標系、すなわち、 α 軸から45度移動した軸を α' 軸、それに90度直交する軸を β' 軸とする二相の静止座標系において前記高周波電流を二相の電流に変換する手段と、

前記4つの軸における高周波電流をキャリア周波数で平均することで夫々の最大値を演算する手段と、

前記演算された4つの軸における前記最大値に基づいて磁極位置を推定することを特徴とする請求項1記載の電動機の磁極位置推定装置。

3. 前記磁極位置推定装置において、

前記抽出された高周波電流を用いて磁極位置を推定する手段は、

電動機の三相における夫々の相電流から前記高周波電流を抽出する手段と、三相固定子巻線UVWのうちの一相を α 軸とし、それに90度直交する軸を β 軸とする二相の静止座標系において前記高周波電流を二相の電流に変換する手段と、前記二相の電流から磁極位置推定値を用いて磁極位置と同方向である γ 軸とそれに90度直交する軸を δ 軸とする二相の回転座標系に変換する手段と、

同様に前記二相の回転座標系から45度位相を移動した座標系、すなわち、 γ 軸から45度移動した軸を γ' 軸、それに90度直交する軸を δ' 軸とする二相の回転座標系において前記高周波電流を二相の電流に変換する手段と前記4つの軸における高周波電流をキャリア周波数で平均することで夫々の最大値を演算する手段と、

前記演算された4つの軸における前記最大値に基づいて磁極位置を推定することを特徴とする請求項1記載の電動機の磁極位置推定装置。

4. 前記磁極位置推定装置において、

推定する電流は、1キャリア周期内に少なくとも2つ以上推定することを特徴とする請求項1記載の電動機の磁極位置推定装置。

5. 前記磁極位置推定装置において、

前記任意の位相差を120度とすることを特徴とする請求項1記載の電動機の磁極位置推定装置。

6. 前記磁極推定装置において、

PWMキャリア信号をUVWの三相においてUV、VW、WUのようなそれぞれの二相間で任意の位相差を持たせる手段1とUVWの三相においてUV、VW、WUのようなそれぞれの二相間で位相差をゼロとする手段2とを切り替える手段における手段1と手段2の実行時間は、発生する高周波電流の振幅を調整し、電力損失を低減することを目的として設定されることを特徴とする請求項1記載の

電動機の磁極位置推定装置。

7. 前記磁極推定装置において、

PWMキャリア信号をUVWの三相においてUV、VW、WUのようなそれぞれの二相間で任意の位相差を持たせる手段1とUVWの三相においてUV、VW、WUのようなそれぞれの二相間で位相差をゼロとする手段2とを切り替える手段において、手段1と手段2の実行時間を負荷の状態により調整する手段を備えたことを特徴とする請求項1記載の電動機の磁極位置推定装置。

8. 前記磁極位置推定装置において、

前記抽出された高周波電流を用いて磁極位置を推定する手段は、前記PWMキャリア信号をUVWの三相においてUV、VW、WUのようなそれぞれの二相間で任意の位相差を持たせる手段1の実行時間中に実施し、UVWの三相においてUV、VW、WUのようなそれぞれの二相間で位相差をゼロとする手段2の実行時間中に停止して、前記手段1で推定された磁極位置を使用することを特徴とする請求項2記載の電動機の磁極位置推定装置。

9. 前記磁極位置推定装置において、

前記抽出された高周波電流を用いて磁極位置を推定する手段は、前記PWMキャリア信号をUVWの三相においてUV、VW、WUのようなそれぞれの二相間で任意の位相差を持たせる手段1と、UVWの三相においてUV、VW、WUのようなそれぞれの二相間で位相差をゼロとする手段2の実行時間に関係なく常に実施し、

前記4つの軸における高周波電流はキャリア周波数で移動平均して夫々の最大値を演算する手段と

前記演算された4つの軸における前記最大値に基づいて磁極位置を推定することを特徴とする請求項2記載の電動機の磁極位置推定装置。

10. 前記磁極位置推定装置において、

α' 軸と β' 軸の高周波電流は α 軸と β 軸の高周波電流より演算されることを特徴とする請求項2記載の電動機の磁極位置推定装置。

11. 前記磁極位置推定装置において、

前記抽出された高周波電流を用いて磁極位置を推定する手段は、前記PWMキャリア信号をUVWの三相においてUV、VW、WUのようなそれぞれの二相間で任意の位相差を持たせる手段1の実行時間中に実施し、UVWの三相においてUV、VW、WUのようなそれぞれの二相間で位相差をゼロとする手段2の実行時間中に停止して、前記手段1で推定された磁極位置を使用することを特徴とする請求項3記載の電動機の磁極位置推定装置。

12. 前記磁極位置推定装置において、

前記抽出された高周波電流を用いて磁極位置を推定する手段は、前記PWMキャリア信号をUVWの三相においてUV、VW、WUのようなそれぞれの二相間で任意の位相差を持たせる手段1と、UVWの三相においてUV、VW、WUのようなそれぞれの二相間で位相差をゼロとする手段2の実行時間に関係なく常に実施し、

前記4つの軸における高周波電流はキャリア周波数で移動平均して夫々の最大値を演算する手段と前記演算された4つの軸における前記最大値に基づいて磁極位置を推定することを特徴とする請求項3記載の電動機の磁極位置推定装置。

13. 前記磁極位置推定装置において、

γ' 軸と δ' 軸の高周波電流は γ 軸と δ 軸の高周波電流より演算されることを特徴とする請求項3記載の電動機の磁極位置推定装置。

14. 請求項1記載の磁極位置推定装置により推定された磁極位置を用いて推定電流を磁極方向分とトルク分に分離し、それぞれを帰還して前記磁極方向

分とトルク分の電流指令値と差分をとり、前記差分値がゼロとなるように電流制御を実施する電流制御装置を有することを特徴とする制御装置。

15. 請求項1記載の磁極位置推定装置により推定された磁極位置を用いて速度を推定する速度推定装置を有することを特徴とする制御装置。

16. 請求項15記載の速度推定装置に基づいて推定された速度を帰還して速度指令値と差分をとり、前記差分値がゼロとなるように速度制御を実施する速度制御装置を有することを特徴とする制御装置。

17. 請求項1記載の磁極位置推定装置により推定された磁極位置に基づいて得られる回転子位置推定値を帰還して回転子位置指令値と差分をとり、前記差分値がゼロとなるように位置制御を実施する位置制御装置を有することを特徴とする制御装置。

18. 請求項1記載の電動機の磁極位置推定装置および請求項14記載の電流制御装置を備えた電動機のトルク制御装置を有することを特徴とする制御装置。

19. 請求項1記載の電動機の磁極位置推定装置、請求項14記載の電流制御装置、請求項15記載の速度推定装置および請求項16記載の速度制御装置を備えた電動機の速度制御装置を有することを特徴とする制御装置。

20. 請求項1記載の電動機の磁極位置推定装置、請求項14記載の電流制御装置、請求項15記載の速度推定装置、請求項16記載の速度制御装置および請求項17記載の位置制御装置を備えた電動機の位置制御装置を有することを特徴とする制御装置。



1

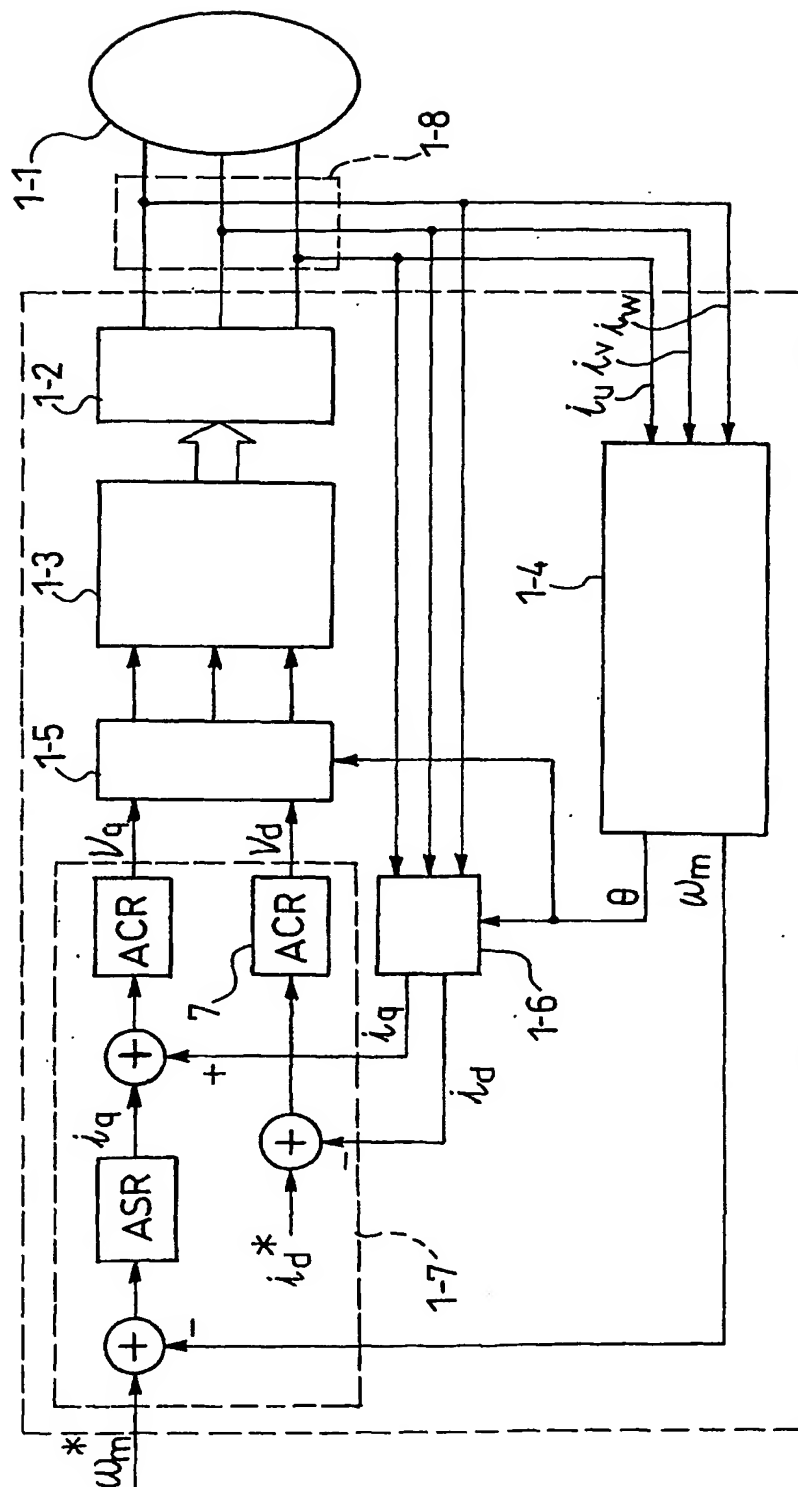


図 2

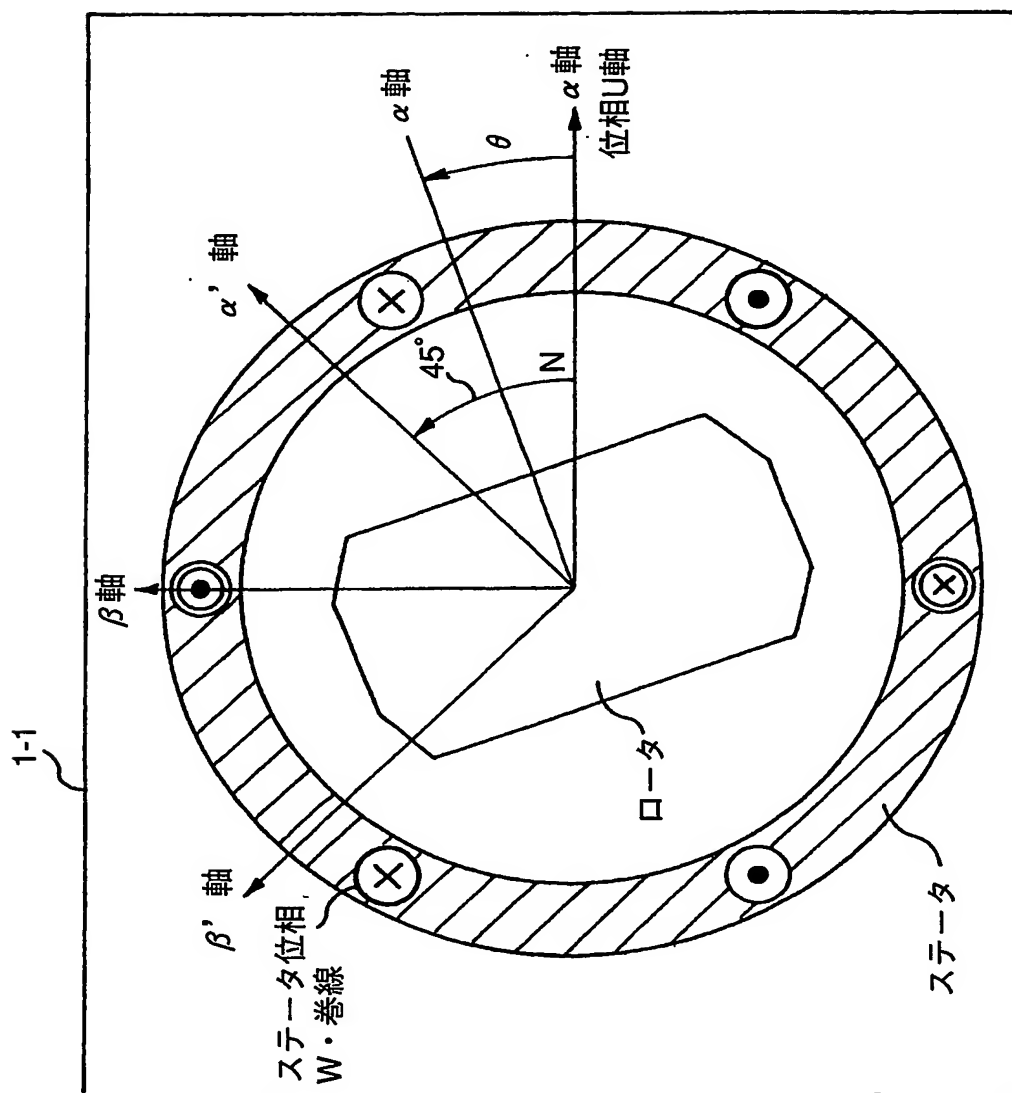


図 3

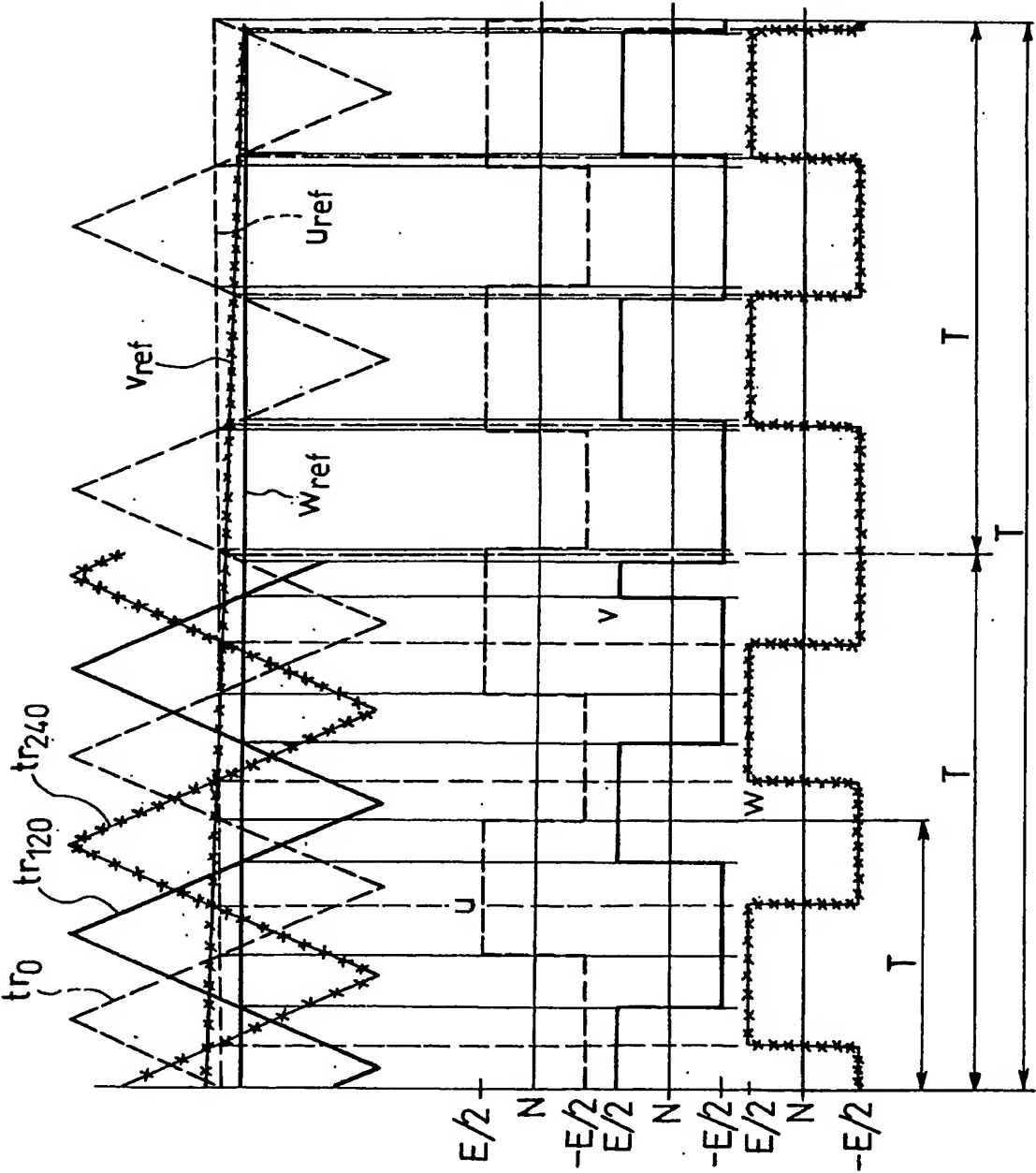


図 4

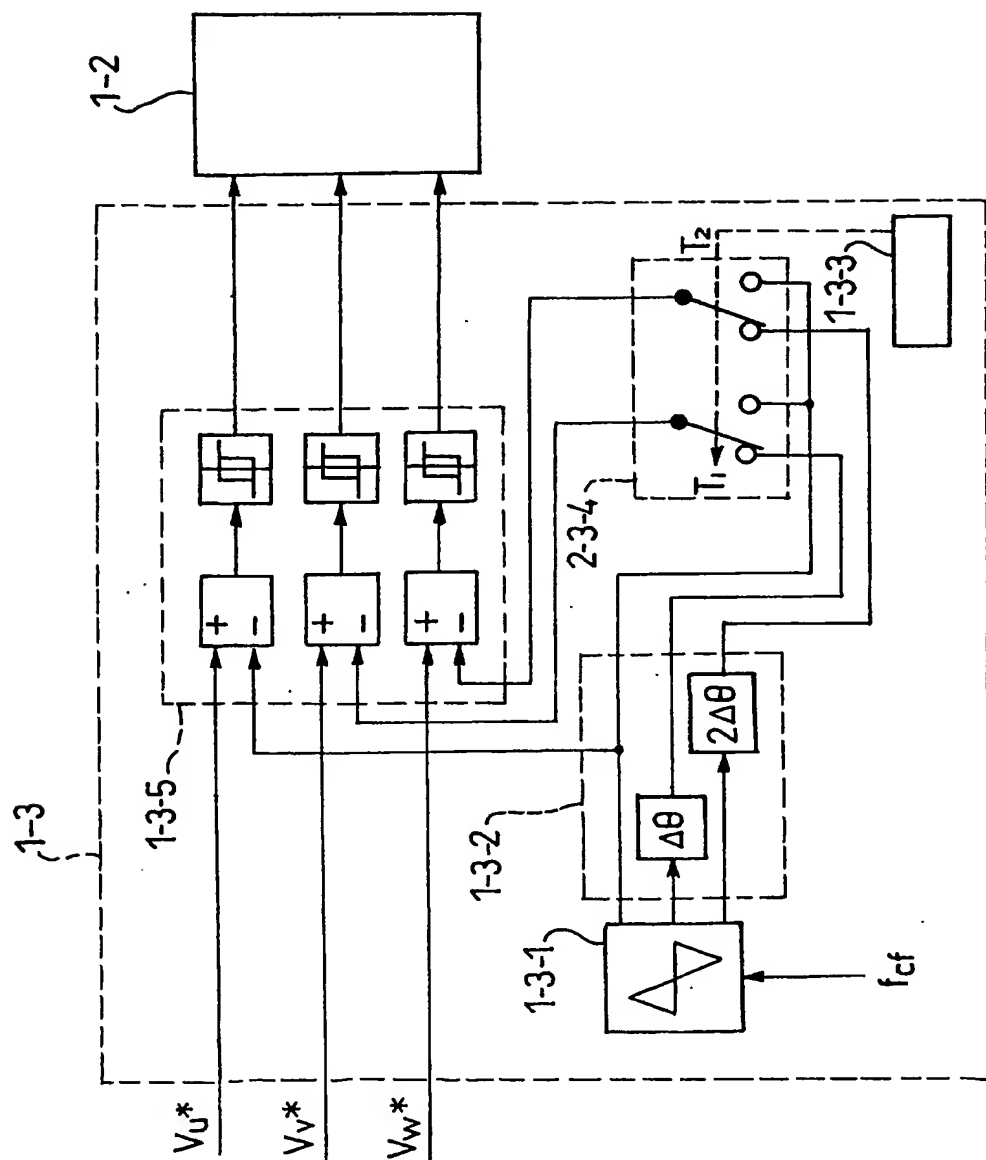


図 5

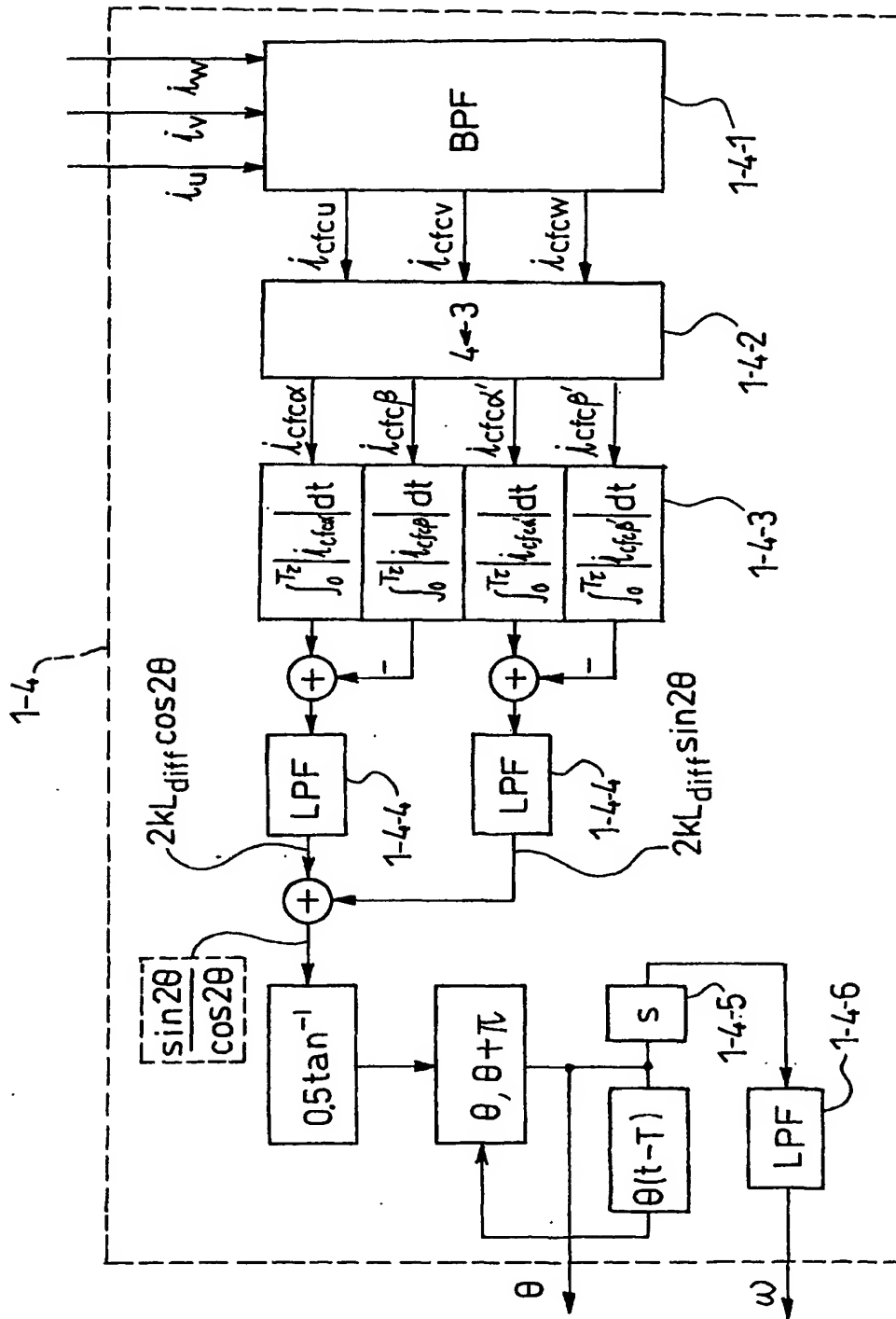
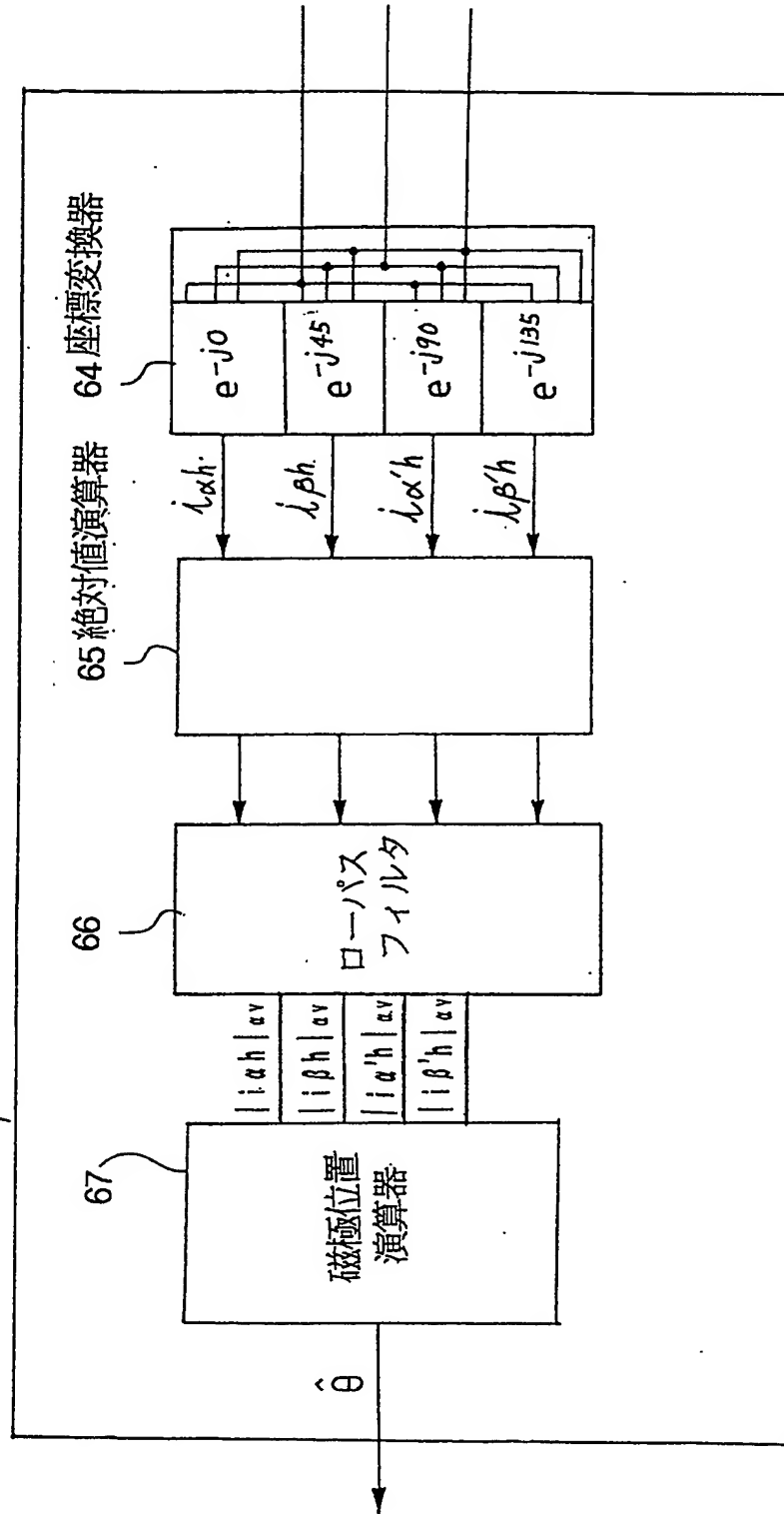


図 6

62 磁極位置検出器



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP03/12283

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
Int.Cl⁷ H02P6/18

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl⁷ H02P6/18

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2003
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2003	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2003

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
P, A	JP 2003-52193 A (Yaskawa Electric Corp.), 21 February, 2003 (21.02.03), & WO 03/015256 A	1-20
A	JP 2002-78391 A (Hitachi, Ltd.), 15 March, 2002 (15.03.02), (Family: none)	1-20

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"E" earlier document but published on or after the international filing date	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"&" document member of the same patent family
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search
26 December, 2003 (26.12.03)

Date of mailing of the international search report
20 January, 2004 (20.01.04)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))
Int. Cl⁷ H02P 6/18

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))
Int. Cl⁷ H02P 6/18

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1922-1996年
日本国公開実用新案公報 1971-2003年
日本国登録実用新案公報 1994-2003年
日本国実用新案登録公報 1996-2003年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
PA	JP 2003-52193 A (株式会社安川電機) 2003. 02. 21 & WO 03/015256 A	1-20
A	JP 2002-78391 A (株式会社日立製作所) 2002. 03. 15 (ファミリーなし)	1-20

☐ C欄の続きにも文献が列挙されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)
「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日
26. 12. 03

国際調査報告の発送日 20. 1. 2004

国際調査機関の名称及びあて先
日本国特許庁 (ISA/JP)
郵便番号 100-8915
東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)
尾家 英樹

3V 9335

電話番号 03-3581-1101 内線 3356